

**JP11252037A**

**EQUIPMENT AND METHOD FOR ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEX COMMUNICATION**

Publication number : JP11252037A

Date of publication of application : 17.09.1999

Application number : 11-000157

Applicant : LUCENT TECHNOL INC

Date of filing : 04.01.1999

Inventor : D J RICHARD

**Abstract:**

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To perform operation at a whose back rate such as minimizing the change of a hardware by using the set of a symbol length, guard time and N pieces of sub carriers in a first mode and using the same set of symbol length, guard time and N pieces of sub carriers in a second mode.

**SOLUTION:** An encoder circuit 1 receives a data stream, divides the data stream into the blocks of continuous groups or bits and introduces redundancy for forward error correction encoding. The block of encoded data bits becomes an input to a high-speed inverse Fourier transforming circuit of complex at N points (N is the number of orthogonal frequency division multiplex sub carriers.) While using phase shift keying of four phase, an IFFT is executed on 2N pieces of encoded data bit blocks received from the encoder circuit 1. A control circuit 4 controls a cyclic prefixer 3 and switches the guard time and symbol period as needed.

特開平11-252037

(43)公開日 平成11年(1999)9月17日

(51)Int.Cl.<sup>5</sup>

H 0 4 J 11/00

識別記号

F I

H 0 4 J 11/00

Z

審査請求 有 請求項の数11 O L (全 5 頁)

(21)出願番号 特願平11-157

(22)出願日 平成11年(1999)1月4日

(31)優先権主張番号 9 8 2 0 0 0 1 0 . 1

(32)優先日 1998年1月6日

(33)優先権主張国 ヨーロッパ特許庁 (E P)

(71)出願人 596077259

ルーセント テクノロジーズ インコーポ  
レイテッド  
Lucent Technologies  
Inc.アメリカ合衆国 07974 ニュージャージ  
ー、マレーヒル、マウンテン アベニュー  
600-700(72)発明者 ディー、ジェー、リチャード  
オランダ、シージー デ ミアーン  
3454、メアヴェルドラール 24

(74)代理人 弁理士 三侯 弘文

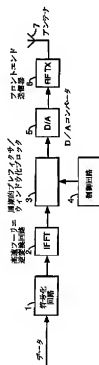
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 直交周波数分割多重通信装置とその方法

(57)【要約】

【課題】 送信器または受信器のハードウェアの変更を最小にしながらホールバック（代替）レートで動作する装置を提供する。

【解決手段】 本発明によれば、第1シグナリングモード（正常モード）は、シンボル長さ $T$ と、ガードタイム $T_G$ と、 $N$ 個のサブキャリアのセットとを用い、第2モード（ホールバックモード）は、シンボル長さ $KT$ と、ガードタイム $KT_G$ と、 $N$ 個のサブキャリアの同一のセットを用いる。ここで $K$ は2以上の整数とする。本発明により、バンド幅とFFTのサイズを変更することなく、ビットレートを下げるだけで、範囲と遅延拡散許容度を増加させることができる。さらにまた、このホールバックレートを用いて、多重アクセスの機能を与えることができる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 時間Tの間、直交するサブキャリアの組と、前記サブキャリアの重ね合わせにより表される情報搬送シンボルとを用いる直交周波数分割多重通信装置において、

前記装置は、前記各シンボルの持続時間がKTであるような複数のシングリングモードのうちのひとつのモードで動作し、ここでKは正整数であり、

前記複数のモードのうち異なるモードは、異なるKを用いるが、同一のサブキャリアの組を用いることを特徴とする直交周波数分割多重通信装置。

【請求項2】 前記複数のモードのうちの1つのモードは、 $K=1$ であることを特徴とする請求項1記載の装置。

【請求項3】 ガードタイムが隣接するシンボルの間に挿入され、

前記ガードタイムの長さは、より大きな値のKのモードよりも大きいことを特徴とする請求項1または2記載の装置。

【請求項4】 前記ガードタイムの長さは $KT_G$ であり、前記 $KT_G$ は、前記複数のモードの全てに対して同一であることを特徴とする請求項3記載の装置。

【請求項5】 前記装置は受信器であり、前記受信器は前記サブキャリアの重ね合わせから前記シンボルを再生するフーリエ変換手段(14)と、

Kが2以上のモードで動作するときには、持続時間がTのK個の連続する期間の間の平均を取る平均化手段(15)と、を有することを特徴とする請求項1ないし4のいずれかに記載の装置。

【請求項6】 前記平均化手段(15)は、前記フーリエ変換手段(14)の上流側に接続され、

この前記平均化手段(15)は、持続時間KTのサブキャリアの重ね合わせを受信し、平均された重ね合わせを前記フーリエ変換手段(14)への入力として取り出すことを特徴とする請求項5記載の装置。

【請求項7】 前記装置は送信器であり、前記送信器は、シンボルを表すサブキャリアの重ね合わせを受信し前記重ね合わせのK倍の繰り返しを取り出すことを特徴とする請求項1ないし4のいずれかに記載の装置。

【請求項8】 時間Tの間、直交するサブキャリアの組と、前記サブキャリアの重ね合わせにより表される情報搬送シンボルとを用いる直交周波数分割多重通信方法において、

前記各シンボルの持続時間がKTであるような所定の複数のシングリングモードのうちのひとつのモードを選択するステップを含むことを特徴とする直交周波数分割多重通信方法。

【請求項9】 前記複数のモードのうちの1つのモードは、 $K=1$ であることを特徴とする請求項8記載の方法。

【請求項10】 ガードタイムが隣接するシンボルの間に挿入され、

前記ガードタイムの長さは、より大きな値のKのモードよりも大きいことを特徴とする請求項8または9記載の方法。

【請求項11】 前記ガードタイムの長さは $KT_G$ であり、ここで $KT_G$ は前記複数のモードの全てに対して同一であることを特徴とする請求項10記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、通信システムに関し、特に直交周波数分割多重化(Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM)変調系に関する。

【0002】

【従来の技術】 OFDMは、N個のデータシンボルを1/Tの周波数間隔により分離されたN個の直交サブキャリアにマッピングするブロック指向の変調系である。ここでTは、シンボルの持続時間すなわちサブキャリアが直交している時間を意味する。マルチキャリア伝送システムは、OFDM変調を用いて複数のサブキャリア(トーンまたはビンとも称する)を介して、並列に複数のデータビットを送信する。このマルチキャリア伝送の重要な利点は、伝送チャネルにおける信号分散(すなわち遅延拡散)に起因するシンボル間干渉は、後続のシンボルを送信する間にガードタイム間隔 $T_G$ を挿入することにより減少あるいは除去することができる点である。このためシングルキャリアシステムで必要とされるようなイコライザ(等化器)を取り除くことができる。これは、OFDMは、シングルキャリア変調系に対し大きな利点である。ガードタイムにより、意図しない信号の後に受信器に到達する各シンボルの遅延コピーは、後続のシンボルを受信する前に消去することができる。このようなOFDMの魅力的な点については、等化することなし(等化器なし)にマルチチャネル伝送の欠点を克服できることである。

【0003】 シンボル・ブロックとベースバンドのキャリア信号との間の変換は、通常高速フーリエ変換(FFT)技術を用いて実行することができる。このOFDMに関する議論はAlard and Lasalle 著のEBU Technical Review, no. 224, August 1987, Pages 168-190を参照のこと。様々な通信標準に対してOFDMの利点を与えるようなフレキシブルなOFDMシステムが必要とされている。米国特許出願08/834684においては、OFDMを用いてデータレートを変換(スケーリング)するいくつかの技術を開示している。このスケーリング方法は、クロックレートと、FFTのサイズと、符号化レートと、信号点配置サイズと、ガードタイムを変更することが関与している。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】 本発明の目的は、ハー

ドウェアの変更を最小にするような、ホールバック（代替）レートで動作する装置を提供する。

#### 【0005】

【課題を解決するための手段】本発明の一実施例によれば、第1シングナリングモード（正常モード）は、シンボル長さ $T$ と、ガードタイム $T_G$ と、 $N$ 個のサブキャリアのセットを用い、第2モード（ホールバックモード）は、シンボル長さ $KT$ と、ガードタイム $KT_G$ と、 $N$ 個のサブキャリアの同一のセットを用いる。ここで $K$ は2以上の整数とする。

【0006】本発明により、バンド幅とFFTのサイズを変更することなく、ビットレートを下げるだけで、範囲と遅延拡散許容度を増加させることができる。さらにまた、このホールバックレートを用いて、多重アクセスの機能を与えることができるが、ホールバックレートをを用いることは必ずしもスペクトラル効率を悪化させることにはならない。

#### 【0007】

【発明の実施の形態】図1は、シンボル期間 $T$ とガードタイム $T_G$ をもつて伝送されたOFDMシンボルを表す。ガードタイム $T_G$ の目的は、分散あるいはマルチパス干渉（総称して以下「遅延拡散」と称する）に起因する連続するシンボル間の干渉を吸収すること、および、このような干渉を受けずにシンボルを受信するためのシンボル持続期間 $T$ を残すためである。ある条件下ではあるいはある種のアプリケーションにおいては、ガードタイム $T_G$ は遅延拡散を吸収するには不十分である場合がある（図1を参照のこと）。より長い期間が必要なこと、すなわち再生された信号内でより高いSN比が必要とされることがある。

【0008】ガードタイム $T_G$ を増加させることは、範囲には影響を及ぼさないが、より長い遅延拡散を吸収できる。クロックレートを減らすことは、ガードタイム $T_G$ とシンボル期間 $T$ を増加させる1つの方法ではあるが、しかしサブキャリア間の周波数間隔 $1/T$ を減少させてしまう。このことはチャネルの全体のバンド幅をそれに比例して減少させる。そのため、エアリス信号を除去するのに必要なフィルタを適応型にしなければならず、そのためハードウェアを変更する必要があることを意味している。

【0009】図2は、2倍のシンボル期間 $2T$ と2倍のガードタイム $2T_G$ でもって伝送されるシンボルを示す。この場合、ガードタイムは2倍であり、図に示したシンボル間干渉を吸収できる。シンボル期間が2倍になっているためにSN比および範囲は改善される。しかし、サブキャリアの周波数は、半分にすることができず、またこのことはクロックレートについても当てはまる。サブキャリアの同一の組は $1/T$ だけ分離（ $1/2T$ で分離せず）して用いられる。そのため、チャネルの全体のバンド幅はサブキャリアの周波数の拡散により

主に決定され、個々のサブキャリアの幅によりきわめて小さな量に維持されるため、実質的に変化しない。

【0010】OFDMシンボルに対しては、信号は $T$ 秒（ここで $T$ はFFTの間隔）後に繰り返すので、受信したシンボルの2つの異なる部分に対し各 $T$ 秒の長さにおいて2回のFFT処理をすることが可能となる。2つのFFTの出力は同一のデータを搬送しているが、異なるノイズを持っているためにそれらは、SN比が3dB増加することになる。FFTは線形操作であるために、 $T$ 秒間隔の間はず平均し、この平均された信号を1個のFFTへの入力に用いることができる。このスキームは容易に他のデータレートに拡張することができる。一般的に最高のビットレート以下の $K$ 倍であるレートは、シンボル期間を $K$ 倍拡張することにより生成される。シンボルごとに $K$ 回のFFT処理を行うことにより、 $K$ の処理ゲインが得られ、範囲が増加する。

【0011】同時に1秒あたりの操作の観点から処理量はホールバックレートに対しては減少する。その理由は平均化された処理はFFTよりもはるかに少ない処理となるからである。例えば64点のFFTで2 $\mu$ sのシンボル期間のOFDMモデムの場合を考えてみる。64点のFFTは、約192個の複素乗算と加算を必要とし、その結果処理ロードは96M（百万）演算である。1回の演算は1回の複素乗算とプラス1回の加算として定義される。シンボル期間が2倍になり、ホールバックレートを増加させると、4 $\mu$ sにおいて64回の加算と64点のFFTが行われる。このため処理ロードは、

$(192 + 64) / 4 \mu s = 64$ M演算となる。実際にはこの数字は悪く見積もりすぎている。その理由は余分の加算が乗算として同一の重みを与え、一方それらはハードウェアで行われる場合には、あまり複雑ではないからである。加算は、受信器のほんの一部であり、フルクロックレートで行われる。FFTとFFTの後全ての処理（チャネル予測と復号化）はもとのレートよりも $K$ 倍遅いレートで行われ、これにより電力消費を低減する。

【0012】図3は、データビットのストリームを受信するOFDM送信器を示す。符号化回路1はデータストリームを受信し、それを連続するグループまたはビットのブロックに分ける。符号化回路1は順方向エラー修正符号化用の冗長性を導入する。

【0013】符号化データビットのブロックは、 $N$ 点の複素数の高速フーリエ逆変換回路2への入力である。ここで $N$ はOFDMサブキャリアの数である。この実施例においては、4相の位相シフトキーイング（quaternary phase-shift keying: QPSK）を用いてIFFTが符号化回路1から受信した $2N$ 個の符号化データビットのブロック上で実行される。実際には送信器は送信器の後続のローパスフィルタ処理に起因して、不要な周波数ひずみ（意図する可否に関わらず）を導入するための

エイリアシングなしにスペクトラムを生成するためにオーバーサンプリングを用いなければならない。オーバーサンプリングを行うために、N点のFFTの代わりにM点のFFTが実際に行われる。ただし、 $M > N$ である。これらの2N個のビットがN個の複素数に変換され、 $M - N$ の入力値は0に設定されたままである。

【0014】シンボル間干渉に対する感受性を低減するために、周期的プレフィクサ/ウィンドウ化ブロック3がOFDMシンボルの最後の部分をコピーして、それをOFDMシンボルのコピーされた部分にプレフィックスすることによりOFDMシンボルを増加 (augment) する。これはサイクリックプレフィクシングと称する。制御回路4は周期的プレフィクサ/ウィンドウ化ブロック3を制御して、必要によりガードタイムとシンボル期間を適宜それらの通常値 $T_G$ と $T$ の値の間で切り替え、且つホールバック値を $K T_G$ と $K T$ の値で切り替える。このホールバック値を与えるためにサイクリックプレフィクサはOFDMシンボルを $K - 1$ のコピーでもって増加 (augment) しプレフィックスに加える。これは通常のプレフィックスの長さのK倍である。

【0015】スペクトラムサイドローブを低減するために、周期的プレフィクサ/ウィンドウ化ブロック3は徐々にロールオフするパターンをOFDMシンボルの振幅に加えることによりOFDMシンボルに対し、ウィンドウを実行する。このOFDMシンボルはA/Dコンバータに入力され、その後フロントエンド送信器6に送信され、このフロントエンド送信器6がベータバンド波形を適宜RFキャリア周波数に変換してアンテナ7から送信する。

【0016】図4において、送信されたOFDM信号はアンテナ10を介してOFDM受信器により受信される。このOFDM信号は、受信回路11を用いて処理 (ダウンコンバート) される。この処理されたOFDM信号はA/Dコンバータ12に入力される。このデジタルOFDM信号をシンボルタイミング回路13が受信し、このシンボルタイミング回路13がOFDMシンボルタイミングを得てタイミング信号を高速フーリエ変換回路14と積分回路/ダンプフィルタ15に与える。積分回路/ダンプフィルタ15はT秒だけ分離されたK個のサンプルを加える。フィルタのメモリ (M個のサンプルの遅延ライン) からなる (ここでMはFFTのサイズである) は、各新たなシンボルの開始時にクリアされる。このリセット時間はシンボルタイミング回路13によって示され、それはすでに通常のOFDM受信器内に入力され、FFT間隔のスタートを表す。制御回路16は平均間隔の数Kを設定する。

【0017】別の実施例においては、積分回路/ダンプフィルタ15は高速フーリエ変換回路14の前ではなく後ろに置くこともできる。この場合、各シンボルに対してはK個の連続するFFTの出力が平均化される。しか

し、処理負荷は増加する。その理由は、FFTは常に最大のクロックレートで動かなければならないからである。

【0018】高速フーリエ変換回路14により生成されたシンボルのシーケンスは、従来の復号化回路17に入力されデータ出力信号を生成する。

【0019】ホールバックレートがもとのレートよりもK倍遅いレートで用いられる場合には上記の方法はもとのバンド幅よりもK倍小さいバンド幅を有するサブキャリアを生成する。かくして全部の信号のバンド幅は変化しないが、各サブキャリアのバンド幅は小さくなる。これにより同一のバンドで最大K人のユーザまで同波数分割多重アクセスをすることが可能となる。各ユーザはそのキャリア周波数を $1/K T$ の異なる倍数だけシフトして、他のユーザとの直交性を維持しなければならない。例として64個のサブキャリアが1MHzのサブキャリアのスペースでもって用いられる場合には、ホールバックレートを $K = 4$ として用いた場合には同一のチャネルに4人のユーザを受け入れることが可能である。これら全ての4人のユーザは、同一の伝送送受信系を用いるが、そのキャリア周波数は0、250、500、750kHzでそれぞれオフセットし、すなわち一般的には $n/K T$ として表される量だけオフセットする。 $n$ の値はKを方とする値で異なる。

【0020】前掲の特許出願においては制御回路4、16は外部設定および/または信号の品質をモニタする結果に応じている。同時に前掲の特許出願に議論されているように通信システムのアップリンクとダウンリンクで異なるモードを用いることも可能である。

【0021】なお、特許請求の範囲に記載した参照番号は発明の容易なる理解のために、発明を限定的に解釈すべきものではない。

【図面の簡単な説明】

【図1】 $K = 1$ のモードのOFDMシンボルの伝送状態を表す図。

【図2】本発明による $K = 2$ のモードのOFDMシンボルの伝送状態を表す図。

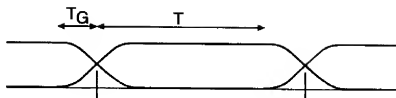
【図3】本発明による送信器を表すブロック図。

【図4】本発明による受信器を表すブロック図。

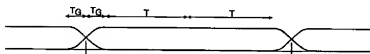
【符号の説明】

- 1 符号化回路
- 2 高速フーリエ変換回路
- 3 周期的プレフィクサ/ウィンドウ化ブロック
- 4、16 制御回路
- 5 D/Aコンバータ
- 6 フロントエンド送信器
- 7、10 アンテナ
- 11 受信回路
- 12 A/Dコンバータ
- 13 シンボルタイミング回路

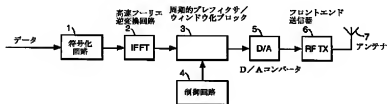
【図 1】



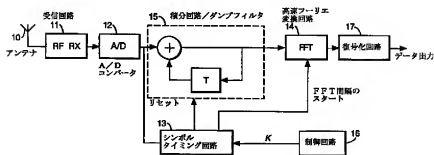
【図 2】



【図 3】



【図 4】



フロントページの続き

(71) 出願人 596077259

600 Mountain Avenue,  
Murray Hill, New Je  
rsey 07974-0636 U. S. A.